

## Current sensor operating according to compensation principle - includes driver circuit with clocked amplifier which generates corresponding pulse-width modulated compensating current from linear measuring value produced by evaluation circuit

Assignee: VACUUMSCHMELZE GMBH Standard company (VACS...)  
Inventor: FRIEDRICH L; LENHARD F;

Accession / Update: 1998-457267 / 199939

IPC Code: G01R 15/18 ;

Derwent Classes: S01;

Manual Codes: S01-D01D1(Using inductive or magnetic measurement)

Derwent Abstract

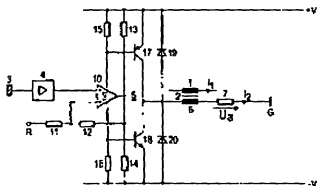
### DERWENT RECORD

(WO9836281A) The current sensor operates according to the compensation principle, wherein the magnetic field produced by the current to be measured flowing through a primary winding (1) is compensated by a compensating current in a secondary winding (B). At least one sensor (3) affected by the magnetic field detects divergences from a zero current in order to control the compensating current, and supplies a driver circuit (5) with the measuring value in order to produce the compensating current. The secondary winding (6) is connected in series to a terminal resistor (7) at the output of the driver circuit, whereby a current which is proportional to the current to be measured, is applied to the terminal resistor. The driver circuit has a clocked amplifier device (13-20) which generates a corresponding pulse-width modulated compensating current from the linear measuring value produced by an evaluation circuit (4) in order to feed the secondary winding and the terminal resistor.

**Advantage** - Enables measurement of higher currents without increasing circuit complexity or size of arrangement.

Abstract info: WO9836281A; Dwg. 1/6

Images:



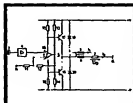
Family:

Patent	Pub. Date	DW Update	Pages	Language	IPC Code
WO9836281A1 *	Aug. 20, 1998	199839	23	German	G01R 15/18

Des. States: (N) JP US

(R) AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LU MC NL PT SE

Local appls.: WO1998DE0000378 ApplDate:1998-02-11 (98WO-



DE19705767C2 = Sept. 02, 1999 199939 German G01R 15/18  
Local appls.: DE1997001005767 ApplDate:1997-02-14 (97DE-1005767)  
DE19705767A1 = Aug. 27, 1998 199840 German G01R 15/18  
Local appls.: DE1997001005767 ApplDate:1997-02-14 (97DE-1005767)

Priority Number:

Application	Application	Original Title
DE1997001005767	Feb. 14, 1997	

Title Terms:

CURRENT SENSE OPERATE ACCORD COMPENSATE PRINCIPLE DRIVE CIRCUIT  
CLOCK AMPLIFY GENERATE CORRESPOND PULSE WIDTH MODULATE  
COMPENSATE CURRENT LINEAR MEASURE VALUE PRODUCE EVALUATE CIRCUIT

: [Pricing](#) [Current charges](#)

Data copyright Derwent 2002

**Derwent  
Searches**



[Patent /  
Numbers](#)



[Boolean Text](#)



[Advanced Text](#)



[Demo](#)

W 0 92/3628 A (Vac)



⑩ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑪ **Off nl gungsschrift**  
⑫ **DE 197 05 767 A 1**

⑬ Int. Cl.<sup>6</sup>  
G 01 R 15/18

⑭ Aktenzeichen: 197 05 767.5  
⑮ Anmeldetag: 14. 2. 97  
⑯ Offenlegungstag: 27. 8. 98

DE 197 05 767 A 1

⑰ Anmelder:  
Vacuumschmelze GmbH, 63450 Hanau, DE

⑱ Vertreter:  
Epping, W., Dipl.-Ing. Dr.-Ing., Pat.-Anw., 82131  
Gauting

⑲ Erfinder:  
Friedrich, Lenhard, Dipl.-Ing., 63452 Hanau, DE

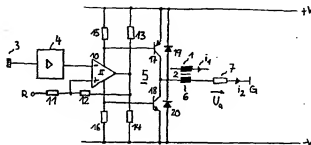
⑳ Entgegenhaltungen:  
DE 37 15 789 C2  
DE 2 95 20 066 U1  
EP 06 91 544 A2

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

② Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip

③ Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip, bei dem das von einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (1) erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung (6) kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein vom Magnetfeld beeinflusster Sensor (3) Abweichungen vom Nullfluß erfaßt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung (5) zur Erzeugung des Kompensationsstromes zuführt, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung (5) die Sekundärwicklung (6) in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7) angeschlossen ist, am Abschlußwiderstand (7) eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung ( $U_a$ ) anliegt und die Treiberschaltung (5) eine getaktete Verstärkeranordnung (13 bis 20, 12<sup>a</sup> bis 20<sup>a</sup>; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, die aus dem von der Auswerteschaltung (4) bereitgestellten linearen Meßwert einen entsprechenden pulswellenmodulierten Kompensationsstrom zur Speisung der Sekundärwicklung (6) und des Abschlußwiderstandes (7) generiert.



DE 197 05 767 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip, bei dem das von einer von messenden Strom durchflossenen Primärwicklung erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein von Magnetfeld beeinflusster Sensor Abweichungen vom Nullfluß erfaßt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung zur Erzeugung des Kompensationsstromes zuführt, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung die Sekundärwicklung in Reihe zu einem Abschlußwiderstand angeschlossen ist und am Abschlußwiderstand eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung anliegt.

Ein derartiger Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip ist beispielsweise aus der EP 356 248 und der EP 691 544 bekannt und in Fig. 6 der Zeichnung dargestellt. Der zu messende Strom  $i_1$  fließt dabei durch die Primärwicklung 1 eines Stromtransformators, der beispielsweise einen Magnetkern 2 sowie einen den Magnetfluß im Magnetkern 2 messenden Sensor 3 aufweist.

Der Sensor 3 besteht zum Beispiel aus einem in die Sättigung gesteuerten Transformator mit rechteckförmiger Magnetisierungskennlinie. Die Ausgangsspannung des Sensors 3 wird in einer nachgeschalteten Auswerterschaltung 4 aufbereitet, der wiederum eine Treiberschaltung 5 nachgeschaltet ist. Der Ausgang der Treiberschaltung 5 ist über die Sekundärwicklung 6 des Stromtransformators und einen Abschlußwiderstand 7 mit einem Bezugspotential verbunden.

Der zu messende Strom erzeugt nun über die Primärwicklung 1 einen magnetischen Fluß im Magnetkern 2, der vom Sensor 3 erfaßt wird. Die dem Sensor 3 nachgeschaltete Auswerterschaltung 4 liefert ein von der Größe und Richtung des Magnetfeldes im Magnetkern 2 abhängiges Signal an die Treiberschaltung 5, die einen Kompensationsstrom  $i_2$  durch die Sekundärwicklung 6 treibt. Der Kompensationsstrom  $i_2$  ist so gerichtet, daß sein Magnetfeld den Magnetfluß im Magnetkern 2 kompensiert. Der Strom in der Sekundärwicklung 6 wird vom Sensor 3 in Verbindung mit der Auswerterschaltung 4, der Treiberschaltung 5 sowie der Sekundärwicklung 6 so lange geändert, bis das Magnetfeld im Magnetkern 2 zu Null wird. Damit ist der Strom  $i_2$  in der Sekundärwicklung 6 ein Maß für den Augenblickswert des zu messenden Stromes  $i_1$  in der Primärwicklung 1, wobei sowohl Gleich- als auch Wechselströme erfaßt werden können. Der Strom  $i_2$  fließt außerdem über einen Abschlußwiderstand 7, an dem die Ausgangsspannung  $U_a$  des Stromsensors abfällt, die dadurch in Größe und Phasenlage dem zu messenden Strom  $i_1$  in der Primärwicklung 1 entspricht.

Der maximal meßbare Strom  $i_{1\max}$  des Kompensationsstromsensors ist dabei:

$$i_{1\max} = w_2 \cdot (U_V - U_B) / (R_T + R_s),$$

wobei  $w_2$  gleich der Sekundärwindungszahl,  $U_V$  gleich der Versorgungsspannung,  $U_B$  gleich dem Spannungsabfall in der Treiberstufe 5,  $R_T$  gleich dem Innenwiderstand der Sekundärwicklung 6 und  $R_s$  gleich dem Widerstandswert des Abschlußwiderstandes 7 ist.

Da bei gleichem Wickelvolumen der Innenwiderstand  $R_i$  mit der Windungszahl  $w_2$  wächst, können die höchsten Ströme mit Kompensationsstromsensoren mit niedrigen Windungszahlen gemessen werden. Bei gleichem Primärstrom erfordert dies jedoch einen höheren Ausgangsstrom der Treiberschaltung. In gleichem Maße nimmt damit auch die Verlustleistung in der Treiberschaltung zu. Die höchste Verlustleistung in der Treiberschaltung ergibt sich bei einem

üblicherweise verwendeten Linearverstärker im Falle der Leistungsanpassung, bei der der Spannungsabfall  $U_B$  in der Treiberstufe 5 gleich der halben Versorgungsspannung  $U_V$  ist. Zum Abführen der durch die Verlustleistung entstehenden Wärme in der Treiberstufe müssen beispielsweise die Endtransistoren der Treiberstufe gekühlt werden, was zusätzlichen Aufwand und zusätzlichen Raumbedarf erfordert. Andernfalls bleibt nur die Möglichkeit, die Mindestwindungszahl heraufzusetzen und damit den maximal meßbaren Strom zu begrenzen.

Aufgabe der Erfindung ist es, einen nach dem Kompensationsprinzip arbeitenden Stromsensor anzugeben, der diese Nachteile nicht aufweist.

Die Aufgabe wird durch einen Stromsensor gemäß Patentanspruch 1 gelöst. Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Erfindungsgedankens sind Gegenstand von Unteransprüchen.

Erfindungsgemäß wird der eingangs genannte Stromsensor derart weitergebildet, daß als Treiberschaltung eine getaktete Verstärkerschaltung verwendet wird. Die getaktete Verstärkeranordnung generiert aus dem von der Auswerterschaltung bereitgestellten linearen Signal einen entsprechenden pulswidenmodulierten Strom zur Speisung der Sekundärwicklung und des Abschlußwiderstandes. Durch Verwendung einer getakteten Treiberschaltung wird erreicht, daß die Verlustleistung in der Treiberschaltung gering gehalten werden kann. Denn die Endstufentransistoren, an denen üblicherweise nahezu die gesamte Verlustleistung abfällt, sind entweder voll durchgeschaltet oder voll abgeschaltet.

Da im gesperrten Zustand die Verlustleistung an den Endstufentransistoren nahezu Null ist und im eingeschalteten Zustand die Verlustleistung durch den in diesen Fall relativ geringen Spannungsabfall und dem durch sie fließenden Strom bestimmt wird, ergibt sich insgesamt eine äußerst geringe Verlustleistung und damit eine geringe Wärmeentwicklung, die nicht durch aufwendige Kühlmaßnahmen abgeführt werden muß. Der erforderliche Kompensationsstrom wird dabei durch ein entsprechendes Pulsbreitenverhältnis eingestellt. Aufgrund des höheren maximalen Kompensationsstromes lassen sich geringere Windungszahlen realisieren und es werden somit höhere Ströme bei gleichem Bauvolumen meßbar. Daraus ergibt sich der Vorteil, daß die erfindungsgemäßen Stromsensoren bisherige Kompensationsstromsensoren bei erhöhtem zu messenden Strom ohne weitere Maßnahmen ersetzen können, da aufgrund der geringeren Verlustleistung sowohl die Abmessungen als auch die Dimensionierung der Spannungsversorgung gleich bleiben können oder bei gleichem zu messenden Strom die Abmessungen verringert werden können.

Bei einer Weiterbildung der Erfindung enthält die Treiberschaltung einen Pulsweitenmodulator, der aus dem linearen Meßwert des Sensors ein pulswidenmoduliertes, rechteckförmiges Steuersignal erzeugt, sowie zwei in Brückenschaltung betriebene Gegentaktestufen. Dieses pulswidenmodulierte Steuersignal wird den beiden in Brückenschaltung betriebenen Gegentaktestufen zugeführt. Die Ausgänge der beiden Gegentaktestufen, zwischen die die Treiberschaltung aus Sekundärwicklung und Abschlußwiderstand geschaltet ist, liefern dabei zueinander gegenphasige Signale. Die Gegenphasigkeit kann dabei beispielsweise dadurch erzielt werden, daß beide Gegentaktestufen durch das gleiche pulswidenmodulierte Steuersignal angesteuert werden, wobei eine der Gegentaktestufen invertierend und die andere nichtinvertierend ausgeführt ist, oder daß beide Gegentaktestufen gleichphasige Übertragungseigenschaften aufweisen, jedoch gegenphasig angesteuert werden. Der Vorteil dabei ist, daß bei einer unipolaren Versorgungsspannung sowohl positive wie auch negative Kom-

pensionsströme erzeugt werden können. Zwar ist die dem zu messenden Strom proportionale Ausgangsspannung nicht massbezogen, jedoch ist die Weiterverarbeitung sogenannter schwimmender Spannungen mit einem Differenzverstärker unproblematisch. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Versorgungsspannung und die Windungszahl herabzusetzen, so daß trotz geringerer Versorgungsspannung der Meßbereich nicht verkleinert wird.

Bei einer anderen Weiterbildung der Erfindung ist vorgesehen, daß die Treiberschaltung einen Pulsweitenmodulator zur Erzeugung eines pulswidenmodulierten Steuersignals aus dem linearen Meßwert sowie zwei durch das pulswidenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentaktestufen aufweist. Dabei besteht die Sekundärwicklung aus zwei Teilwicklungen, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand zwischen die Ausgänge der beiden Gegentaktestufen und ein Bezugspotential geschaltet sind. Die Wicklungsenden der Teilwicklungen sind derart an die Gegentaktestufen angeschlossen, daß jede Teilwicklung jeweils einen eigenen Kompensationsstrom und jeder Abschlußwiderstand jeweils eine eigene, dem jeweils zu messenden Strom proportionale Einzelspannung liefert. Dabei ist die dem zu messenden Gesamtstrom proportionale Spannung gleich der Differenz der Einzelspannungen. Vorteilhaft ist hier, daß beide (bipolare) Versorgungspotentiale gleichzeitig belastet werden. Außerdem wird die treibende Spannung verdoppelt, so daß der zu messende Strom bei gleichem Übersetzungsverhältnis verdoppelt wird.

Bevorzugt wird zwischen Sensor und Treiberschaltung eine Auswerterschaltung zur Aufbereitung des vom Sensor bereitgestellten Meßwertes geschaltet. Damit läßt sich vorteilhafterweise das Ausgangssignal des Sensors an die jeweiligen einseitigen Erfordernisse der Treiberschaltung anpassen.

Zur Pulsweitenmodulation kann insbesondere ein Schmitt-Trigger, an dessen Eingang der Meßwert des Sensors angelegt wird, oder ein Komparator, dessen einem Eingang der Meßwert des Sensors zugeführt wird und an dessen anderen Eingang ein dreieckförmiges Taktsignal angelegt ist, vorgesehen werden. Im Falle des Schmitt-Trigger erfolgt dabei eine Selbsttaktung, während im Falle des Komparators in Verbindung mit dem dreieckförmigen Taktsignal eine Fremdtaktung durch das Taktsignal erfolgt. Damit lassen sich mit geringem schaltungstechnischen Aufwand Anordnungen zur Pulsweitenmodulation realisieren.

Schließlich kann eine der beiden Gegentaktestufen in Bipolartechnik und die andere in MOS-Technik ausgeführt werden. Für die Gegentaktestufe in MOS-Technik können zur Ansteuerung im wesentlichen die zur Ansteuerung der Gegentaktestufe in Bipolartechnik vorgesehenen Mittel verwendet werden, so daß der zusätzliche Aufwand für die Gegentaktestufe in MOS-Technik sich im wesentlichen auf die Endstufentransistoren beschränkt und damit der zusätzliche technische Aufwand äußerst gering ist.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert.

Es zeigt:

Fig. 1 ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsge-  
mäßigen Stromsensors mit einer Halbbrücke,

Fig. 2 ein zweites Ausführungsbeispiel mit einer Voll-  
brücke,

Fig. 3 ein drittes Ausführungsbeispiel mit einer Voll-  
brücke in Bipolartechnik mit verringertem Aufwand,

Fig. 4 ein viertes Ausführungsbeispiel in Vollbrücken-  
schaltung unter Verwendung von Bipolar- und MOS-Technik,

Fig. 5 ein fünftes Ausführungsbeispiel mit zwei Gegen-  
taktestufen und einer zwei Teilwicklungen aufweisenden  
Sekundärwicklung und

Fig. 6 einen Stromsensor nach dem Stande der Technik.

Bei der Ausführungsform nach Fig. 1 wird ein zu messen-  
der Strom  $i_1$  durch eine Primärwicklung 1 eines Stromtrans-  
formators geleitet, der zudem einen Magnetkern 2 sowie  
eine über den Magnetkern 2 magnetisch gekoppelte Sekun-  
därspule 6 aufweist. Ein Sensor 3 ist dabei derart mit dem  
Magnetkern 2 gekoppelt, daß er den Magnetfluß im Magne-  
t kern 2 mißt. Der Sensor 3 besteht beispielsweise aus einem  
in die Sättigung gesteuerten Transformator mit rechteck-  
förmiger Magnetisierungskennlinie oder einem Hall-Sensor.  
Eine dem Sensor nachgeschaltete Auswerterschaltung 4 be-  
reitet den vom Sensor 3 gelieferten linearen Meßwert auf  
und leitet den aufbereiteten, beispielsweise verstärkten und  
gefilterten Meßwert an eine Treiberschaltung 5 weiter. Die  
Treiberschaltung 5 enthält einen Schmitt-Trigger 10, dessen  
invertierender Eingang an den Ausgang der Auswerterschal-  
tung 4 angeschlossen ist und dessen nicht invertierender  
Eingang zum einen über einen Widerstand 11 mit einem Re-  
ferenzpotential  $R$  und zum anderen über einen Widerstand  
12 mit seinem Ausgang verbunden ist. Der Schmitt-Trigger  
10 seinerseits besteht beispielsweise aus einem mit Wider-  
ständen entsprechend beschalteten Komparator oder Opera-  
tionsverstärker. Der Ausgang des Schmitt-Triggers 10 ist  
darüber hinaus über einen Widerstand 13 mit einem positi-  
ven Versorgungspotential  $+V$  und über einen Widerstand 14  
mit einem negativen Versorgungspotential  $-V$  gekoppelt.  
Anstelle der beiden Widerstände 13 und 14 kann jedoch  
auch in gleicher Weise ein einziger Widerstand vorgesehen  
werden, der zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10  
und ein Bezugspotential  $G$  geschaltet ist. Die Spannungs-  
versorgung des Schmitt-Triggers 10 erfolgt jeweils unter  
Zwischenschaltung eines Widerstandes 15 bzw. 16 mittels  
des positiven Versorgungspotentials  $+V$  bzw. des negativen  
Versorgungspotentials  $-V$ . Die beiden Spannungsversor-  
gungswege dienen darüber hinaus zur Ansteuerung zweier  
Endstufentransistoren 17 und 18. Deren Basisanschlüsse  
sind jeweils an die Versorgungsanschlüsse des Schmitt-Trig-  
gers 10 angeschlossen und somit über den Widerstand 15  
bzw. den Widerstand 16 mit dem positiven Versorgungspo-  
tential  $+V$  bzw. dem negativen Versorgungspotential  $-V$  ge-  
koppelt. Der Emitter des Transistors 17, der vom pnp-Typ  
ist, ist an das positive Versorgungspotential  $+V$  und der  
Transistor 18, der vom npn-Typ ist, ist an das negative Ver-  
sorgungspotential  $-V$  angeschlossen. Die Kollektoren der  
beiden Transistoren 17 und 18 sind – den Ausgang der Ge-  
gentaktestufe und damit einen Ausgang der Treiberschalt-  
ung 5 bildend – miteinander gekoppelt und über jeweils  
eine als Freilaufdiode wirkende Diode 19 bzw. 20 in Speri-  
chierung an das positive Versorgungspotential  $+V$  bzw. an  
das negative Versorgungspotential  $-V$  angeschlossen. Dar-  
über hinaus sind die gekoppelten Emittoren der Transistoren  
17 und 18 über die Sekundärwicklung 6 und einen in Reihe  
dazwischengeschalteten Abschlußwiderstand 7 an das Bezugspo-  
tential  $G$  angeschlossen. Durch die Sekundärwicklung 6 und  
den Abschlußwiderstand 7 wird dabei ein Strom  $i_2$  geleitet,  
der zum einen den durch den Strom  $i_1$  hervorgerufenen Magne-  
tfluß im Magnetkern 2 kompensieren soll und zum anderen  
einen Spannungsabfall über dem Abschlußwiderstand 7 er-  
zeugen soll. Der Spannungsabfall über dem Widerstand 7  
bildet dabei eine dem zu messenden Strom  $i_1$  proportionale  
Spannung  $U_a$ . Durch die Taktung der Endstufentransistoren  
17 und 18 läßt sich die Verlustleistung über diesen Transi-  
storen relativ gering halten, so daß insgesamt ein höherer  
Strom  $i_2$  erzeugt werden kann. Das wiederum führt dazu,  
daß auch der zu messende Strom  $i_1$  einen höheren Maximal-

wert aufweisen darf. Dabei können auch die Windungszahlen gering gehalten werden. Das Glätten des pulswertenmodulierten, also getakteten Stromes  $i_2$  erfolgt mittels der Induktivität der Sekundärwicklung 6.

Die Ausführungsform gemäß Fig. 2 ist gegenüber der in Fig. 1 gezeigten Ausführungsform dahingehend abgeändert, daß anstelle des Schmitt-Triggers 10 aus Fig. 1 nun ein Komparator 21 in gleicher Beschaltung verwendet wird. Lediglich der nicht invertierende Eingang des Komparators 21 ist nunmehr nicht mehr mit den Widerständen 11 und 12 verbunden, sondern an einen Dreiecksgenerator 22 angeschlossen. Die Widerstände 11 und 12 entfallen. Darüber hinaus ist eine weitere identisch aufgebaute, weitere Gegentaktestufe mit den Transistoren 17 und 18\*, mit den Dioden 19\* und 20\*, den Widerständen 13\* bis 16\* sowie einem Komparator 21\* vorgesehen. Die Sekundärwicklung 6 und der in Reihe dazugeschaltete Abschlußwiderstand 7 sind dabei zwischen die gekoppelten Emittoren der Transistoren 17 und 18\* geschaltet. Der nicht invertierende Eingang des Komparators 21 ist schließlich an ein Referenzpotential R' und dessen invertierender Eingang ist unter Zwischenschaltung eines Widerstandes 23 an den Ausgang des Komparators 21 angeschlossen. Bei der Ausführungsform nach Fig. 2 wird anstelle einer bipolaren Spannungsversorgung wie beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 eine unipolare Spannungsversorgung verwendet. An die Stelle des negativen Versorgungspotentials -V tritt daher das Bezugspotential G. Das negative Versorgungspotential -V ist dabei nicht erforderlich. Bei gleichen Eigenschaften wie der Stromsensor nach Fig. 1 benötigt der Stromsensor nach Fig. 2 lediglich die halbe Versorgungsspannung.

Die Ausführungsform nach Fig. 3 geht aus der Ausführungsform nach Fig. 1 derart hervor, daß nunmehr der Sensor 3 direkt an den invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers 10 angeschlossen ist. Zudem sind zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10 und den Widerstand 13 eine Zenerdiode 24 in Sperrrichtung und ein in Reihe dazu liegender Widerstand 25 sowie zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10 und den Widerstand 14 eine Zenerdiode 20 in Sperrrichtung und ein dazu in Reihe liegender Widerstand 27 geschaltet. Eine weitere Gegentaktestufe weist einen Transistor 28 vom npn-Typ auf, dessen Emittor mit dem positiven Versorgungspotential +V und dessen Basis mit dem Knotenpunkt von Widerstand 13 und Widerstand 25 verbunden ist. Außerdem enthält die weitere Gegentaktestufe einen Transistor 29 vom npn-Typ, dessen Emittor mit dem Bezugspotential G und dessen Basis mit dem Knotenpunkt von Widerstand 27 und Widerstand 14 verbunden ist. Die gekoppelten Kollektoren der Transistoren 28 und 29 bilden den Ausgang der weiteren Gegentaktestufe, der über die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung 6 und Abschlußwiderstand 7 mit dem Ausgang der ersten Gegentaktestufe, nämlich den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18, verschaltet ist. Zudem sind die gekoppelten Kollektoren mit weiteren Freilaufdioden, den Dioden 30 und 31 in Sperrrichtung, mit dem positiven Versorgungspotential +V bzw. dem Bezugspotential G verbunden. Das Ausführungsbeispiel nach Fig. 3 umfaßt ebenfalls eine Brückenschaltung, deren Aufwand jedoch gegenüber dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 reduziert ist.

Die Ausführungsform nach Fig. 4 ist gegenüber der Ausführungsform nach Fig. 2 dahingehend abgeändert, daß der Sensor 3 direkt an den nicht invertierenden Eingang des Komparators 29 angeschlossen ist und somit gegenüber Fig. 2 die Auswerterschaltung 4 entfällt. Außerdem ist beim vorliegenden Ausführungsbeispiel anstelle einer Bipolartransistoren enthaltenden weiteren Gegentaktestufe eine MOS-

Transistoren enthaltende weitere Gegentaktestufe vorgesehen. Diese enthält einen MOS-Transistor 32 vom n-Kanal-Leistungstyp sowie einen MOS-Transistor 33 vom p-Kanal-Typ, deren Gate- und Drainanschlüsse jeweils miteinander gekoppelt sind. Die gekoppelten Gateanschlüsse der Transistoren 32 und 33 sind dabei mit den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 verbunden und werden durch diese angesteuert. Die gekoppelten Drainanschlüsse der Transistoren 32 und 33 sind zum einen über die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung 6 und Abschlußwiderstand 7 mit den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 verbunden und zum anderen über jeweils eine Diode 34 bzw. 35 in Sperrrichtung mit dem positiven Versorgungspotential +V bzw. dem Bezugspotential G verbunden. Bei bestimmten MOS-Transistoren besteht sogar die Möglichkeit auf externe Freilaufdioden wie die Dioden 34 und 35 zu verzichten, da diese parasitäre, als Freilaufdioden wirkende Halbleiterübergänge aufweisen. Der Vorteil dieser bevorzugten Ausführungsform ist der äußerst geringe zusätzliche Aufwand für die Realisierung einer Treiberschaltung 5 in Brückenschaltung.

Die Ausführungsform nach Fig. 5 ist gegenüber der nach Fig. 2 dahingehend abgeändert, daß anstelle einer unipolaren bipolare Stromversorgung mit dem positiven Versorgungspotential +V, dem negativen Versorgungspotential -V sowie dem Bezugspotential G verwendet wird und die Sekundärwicklung 2 in zwei Teilwicklungen 6\* und 6\*\* aufgeteilt ist, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand 7\* und 7\*\* zwischen das Bezugspotential G und jeweils den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 bzw. Transistoren 17\* und 18\*. Die Spannung U<sub>a</sub> ist dabei differentiell und kann zwischen den, dem Bezugspotential G abgewandten Anschlüssen der Abschlußwiderstände 7\* und 7\*\* abgegriffen werden. Vorteilhaft ist, daß beide Versorgungspotentiale gleichmäßig belastet werden und darüber hinaus der meßbare Strom  $i_2$  verdoppelt wird.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß bei Verwendung spezieller, beispielsweise bereits getakteter Sensoren die nachfolgende Signalaufbereitung und Pulsweitenmodulation abweichend von den in den Ausführungsbeispielen gezeigten Ausführungsformen erfolgen kann.

#### Patentansprüche

1. Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip bei dem das von einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (1) erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung (6) kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein vom Magnetfeld beeinflusster Sensor (3) Abweichungen vom Nullfeld erfährt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung (5) zur Erzeugung des Kompensationsstromes zuführt, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung (5) die Sekundärwicklung (6) in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7) angeschlossen ist und am Abschlußwiderstand (7) eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung (U<sub>a</sub>) mißt, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) eine getaktete Verstärkeranordnung (13 bis 20, 13\* bis 20\*, 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, die aus dem von der Auswerterschaltung (4) bereitgestellten linearen Meßwert einen entsprechenden pulswertenmodulierten Kompensationsstrom zur Speisung der Sekundärwicklung (6) und des Abschlußwiderstandes (7) generiert.
2. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) einen Pulsweitenmodulator (10, 11, 12; 21, 22) zur Erzeugung eines

pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem Meßwert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, wobei die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung (6) und Abschlußwiderstand (7) zwischen den Ausgängen der beiden Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) geschaltet ist.

3. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) einen Pulsweitenmodulator (10, 11, 12; 21, 22) zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem Meßwert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, daß die Sekundärwicklung (6) aus zwei Teilwicklungen (6', 6'') besteht, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7, 7'') zwischen den Ausgängen der beiden Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20') und ein Bezugspotential (G) geschaltet sind, und daß die Wicklungsenden der Teilwicklungen derart an die Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20') angeschlossen sind, daß jede Teilwicklung (6', 6'') jeweils einen eigenen Kompensationsstrom und jeder Abschlußwiderstand (7, 7'') jeweils einen eigenen dem jeweils zu messenden Strom proportionale Einzelspannung liefert, wobei die dem zu messenden Gesamtstrom proportionale Spannung ( $U_a$ ) gleich der Differenz der Einzelspannungen ist.

4. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Auswerteschaltung (4) zur Aufbereitung des vom Sensor (3) bereitgestellten Meßwerts zwischen Sensor (3) und Treiberschaltung (5) geschaltet ist.

5. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Pulsweitenmodulation ein Schmitt-Trigger (10, 11, 12) vorgesehen ist, dessen Eingang der Meßwert des Sensors (3) zugeführt wird.

6. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Pulsweitenmodulation ein Komparator (21, 22) vorgesehen ist, dessen einem Eingang der Meßwert des Sensors (3) zugeführt wird und an dessen anderen Eingang ein dreieckförmiges Taktsignal angelegt ist.

7. Stromsensor nach einem der Ansprüche 2 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß eine (13 bis 20) der beiden Gegentaktenstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) in Bipolartechnik und die andere (32 bis 35) in MOS-Technik ausgeführt ist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

FIG 1

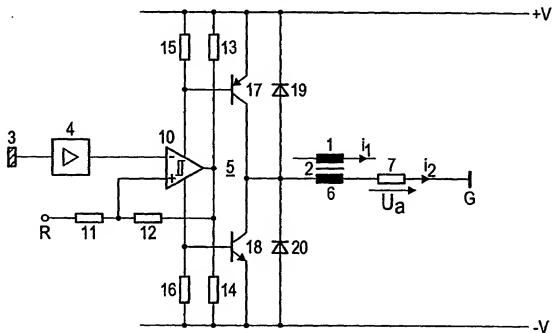


FIG 2

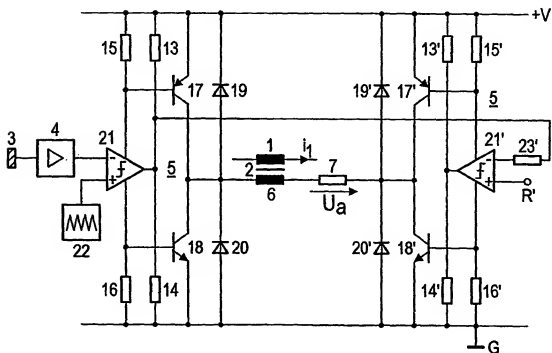




FIG 3

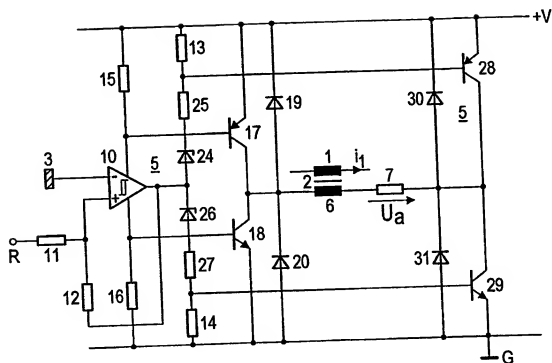


FIG 4

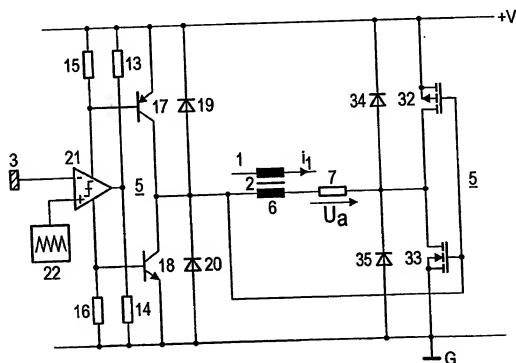


FIG 5

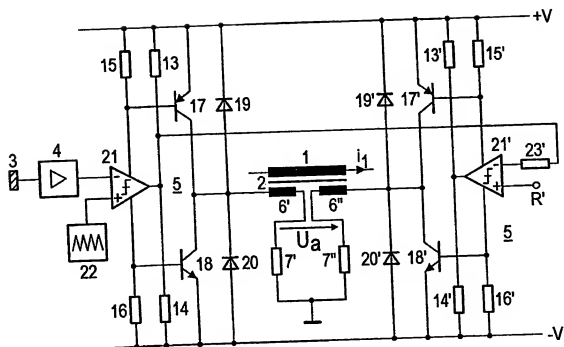


FIG 6

